

# 高通滤波反馈型正弦脉宽调制逆变器研究

蔡小勇, 王东兴, 亓迎川, 鞠志忠, 文小乔

(空军雷达学院机电工程系, 湖北省 武汉市 430019)

## Research of High-pass Filter Feedback SPWM Inverter

CAI Xiao-yong, WANG Dong-xing, QI Ying-chuan, JU Zhi-zhong, WEN Xiao-qiao

(Department of Mechanical-Electric, Air Force Radar Academy, Wuhan 430019, Hubei Province, China)

**ABSTRACT:** This paper given an actual inverter control model by analyzing the harmonic of the SPWM inverters, and a novel design method that reduced harmonic of average output voltage feedback SPWM inverters was given by high-passed filter part-feedback loop, the stability was analyzed by Nyquist stable criterion, the design parameter was obtained, used this method could resolve the waveform distortion problems of average output voltage feedback SPWM inverters in the non-linear load conditions, and extended it's applying scale. The simulation and experiment result prove that the method is available.

**KEY WORDS:** SPWM inverter; high-pass filter; part-negative feedback; nyquist stable criterion

**摘要:** 通过分析 SPWM 逆变器的谐波成分和来源, 建立了一种更接近实际的逆变器控制模型, 提出了运用有源高通滤波器进行局部反馈控制, 消除输出平均值反馈型正弦波逆变器谐波的逆变电源设计方法, 并运用乃奎斯特稳定判据分析了系统的稳定性, 得出设计参数, 利用该方法可以有效地解决输出平均值反馈型正弦波逆变器在非线性负载条件下输出电压波形的失真问题, 从而在发挥输出平均值反馈型正弦波逆变器的优势的同时, 扩大了其应用范围。之后, 利用 MATLAB 进行了仿真, 制作了实验电路, 仿真和实验结果进一步证明了该理论的正确性以及该方法的合理性。

**关键词:** 正弦脉宽调制逆变器; 高通滤波器; 局部负反馈; 乃奎斯特判据

## 0 引言

SPWM 型恒压恒频(CVCF)逆变器在工程上有广泛的应用, 其控制方式主要有平均值反馈型和瞬时值反馈型两种<sup>[1]</sup>, 其中由于平均值反馈为直流反馈, 直流调节器设计方法成熟、容易, 因此获得了广泛应用。而瞬时值反馈为交流反馈, 其调节器设计要困难的多, 但由于它具有能够对输出正弦波形

质量控制的优点, 因此当前研究方案较多, 是有前景的一种控制方式<sup>[2-13]</sup>。平均值反馈型 SPWM CVCF 逆变器的突出问题是, 它仅能稳定输出电压的幅度, 改善波形质量完全依靠输出 L-C 滤波环节。在实际的 SPWM 逆变电路中, 由于功率开关器件固有的电荷状态转换时间  $t_s$  的影响, 必须要设置开关时滞时间 (switch lag-times)  $\Delta t$ , 死区的加入使得原本和正弦波伏秒相等的 SPWM 调制波产生误差, 导致低次谐波出现, 使输出波形畸变<sup>[2,7-8,14]</sup>。为得到理想的正弦输出波形, 通常通过加大输出 L-C 滤波电路的电感量和电容量, 降低输出滤波器的截止频率的方法解决问题。但在实际中如果加大电感量, 就会增加电感上的电压损失, 降低了电压的利用率; 如果加大电容容量, 将增加管电流, 管耗上升, 对于较大容量的逆变器, 散热问题将变得突出。鉴于以上问题, 本文提出了逆变器在取较高的输出 L-C 滤波器截止频率的情况下, 增加一个辅助控制回路, 利用有源高通滤波器的局部反馈, 抑制低次谐波的方法, 来改善 SPWM 平均值反馈型 CVCF 逆变器电源品质, 补偿原有的不足, 提高对非线性负载的适应能力的方法<sup>[15-16]</sup>。仿真和实验表明, 此方法电路实现容易, 波形质量改善明显, 对非线性负载适应能力明显增强。

## 1 SPWM 逆变器的谐波分析

三相逆变器的电路拓扑结构如图 1 所示, 首先分析死区时间  $\Delta t$  对逆变器波形的影响, 这里以三相 SPWM 逆变器为例来讨论。

(1) 在不设置死区时间  $\Delta t$  时。

假设开关管是理想的, 输出相电压  $u_{AO}$ 、 $u_{BO}$ 、 $u_{CO}$  是理想的 SPWM 波, 在三角波载波调制下, 以 A

相输出为例，它的傅立叶分解为<sup>[4]</sup>

$$\begin{aligned}
 u_{AO} = & \frac{ME}{2} \sin(\omega_s t - j) + \\
 & \frac{2E}{\pi} \sum_{m=1,2,3,\dots} \frac{J_0(\frac{mM\pi}{2})}{m} \sin \frac{m\pi}{2} \cos(mN\omega_s t) + \\
 & \frac{2E}{\pi} \sum_{m=1,3,\dots} \sum_{n=\pm 2, \pm 4, \dots} \frac{J_n(\frac{mM\pi}{2})}{m} \sin(\frac{m+n}{2}\pi) \cdot \\
 & \cos \frac{n\pi}{2} \cos[(mN+n)\omega_s t - nj] + \\
 & \frac{2E}{\pi} \sum_{m=2,4,\dots} \sum_{n=\pm 1, \pm 3, \dots} \frac{J_n(\frac{mM\pi}{2})}{m} \sin(\frac{m+n}{2}\pi) \cdot \\
 & \sin \frac{n\pi}{2} \sin[(mN+n)\omega_s t - nj] \quad (1)
 \end{aligned}$$

式中： $E$ 为电源电压； $M$ 为电压幅度调制比； $N$ 为频率调制比； $m$ 和 $n$ 分别为相对于载波的谐波次数和相对于调制波的谐波次数； $\omega_c$ 为载波频率； $\omega_s$ 为调制波频率。

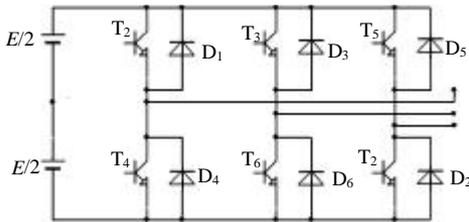


图1 三相逆变器的原理结构图

Fig. 1 Principle configuration of three phase inverter

(2) 在设置死区时间 $\Delta t$ 时。

开关时滞的设置方式有2种：1种是提前 $\Delta t/2$ 关断，延滞 $\Delta t/2$ 开通，称为双边对称死区设置；另1种是按时关断，延滞 $\Delta t$ 开通，称为单边不对称死区设置。式(2)、(3)分别是在三角波载波调制下得到的双边对称设置和单边不对称设置模式下，感性负载时的实际 $u_{AO}$ 表达式。

$$\begin{aligned}
 u'_{AO} = & (\frac{ME}{2} - \frac{2E}{\pi^2} \Delta t \omega_c) \sin \omega_s t - \\
 & \sum_{n=3,5,\dots} \frac{2E}{\pi^2} \frac{1}{n} \Delta t \omega_c \cdot \sin n(\omega_s t) + \sum_{m=1,3} \frac{2E}{m\pi} J_0(\frac{mM\pi}{2}) \cdot \\
 & \cos m \frac{\Delta t \omega_c}{2} \cdot \sin(mN\omega_s t) - \\
 & \sum_{m=2,4} \frac{2E}{m\pi} J_0(\frac{mM\pi}{2}) \sin m \frac{\Delta t \omega_c}{2} \cdot \cos(mN\omega_s t) - \\
 & \sum_{m=1} \sum_{n=\pm 1} \frac{E}{m\pi} J_n(\frac{mM\pi}{2}) \sin m \frac{\Delta t \omega_c}{2} \cdot \\
 & [\cos(m+n)\pi + 1] \cdot \cos[(mN+n)\omega_s t] -
 \end{aligned}$$

$$\sum_{m=1} \sum_{n=\pm 1} \frac{E}{m\pi} J_n(\frac{mM\pi}{2}) \sin m \frac{\Delta t \omega_c}{2} \cdot [\cos(m+n)\pi + 1] \cdot \cos[(mN+n)\omega_s t] \quad (2)$$

$$\begin{aligned}
 u'_{AO} = & (\frac{ME}{2} - \frac{2E}{\pi^2} \Delta t \omega_c) \sin \omega_s t - \\
 & \sum_{n=3,5,\dots} \frac{2E}{\pi^2} \frac{1}{n} \Delta t \omega_c \cdot \sin n(\omega_s t) - \\
 & \sum_{m=1} \frac{E}{m\pi} J_0(\frac{mM\pi}{2}) \sin(m\Delta t \omega_c) \cdot \\
 & \cos(mN\omega_s t) - \sum_{m=1} \frac{E}{m\pi} J_0(\frac{mM\pi}{2}) \cdot \\
 & [\cos m\pi - \cos(m\Delta t \omega_c)] \cdot \sin(mN\omega_s t) - \\
 & \sum_{m=1} \sum_{n=\pm 1} \frac{E}{m\pi} J_n(\frac{mM\pi}{2}) \cdot \sin(m\Delta t \omega_c) \cdot \\
 & \cos[(mN+n)\omega_s t] - \sum_{m=1} \sum_{n=\pm 1} \frac{E}{m\pi} J_n(\frac{mM\pi}{2}) \cdot \\
 & [\cos(m+n)\pi - \cos(m\Delta t \omega_c)] \cdot \sin[(mN+n)\omega_s t] \quad (3)
 \end{aligned}$$

比较式(1)~(3)不难看出，在二极管续流时，死区 $\Delta t$ 使输出电压基波幅值随着 $\Delta t$ 的增大而减小，并且出现了幅值为 $2E/\pi^2 \cdot \Delta t \omega_c/n$ 的3, 5, 7, ...次谐波。 $\Delta t$ 越大，3, 5, 7, ...次谐波幅值越大，输出电压的畸变率越高。

## 2 逆变器的控制模型及乃奎斯特稳定性分析

可以用图2来描述不考虑谐波的理想平均值反馈恒压恒频逆变器：其中， $U_s(t)=\sin \omega_s t$ 、 $U_{ref}$ 分别是输入调制正弦参考和输入幅值参考， $K$ 为功率开关放大器放大倍数、 $k_f$ 是反馈系数， $1/(Bs+1)$ 是幅度反馈一阶滤波环节。图3是实际的逆变器方框图。图中 $\sum \dot{U}_n, n=3,5,7,\dots$ 是SPWM开关功率变换中由死区带来的各次谐波。从图2、图3、可以看出放大器 $k_f$ 所在的幅值反馈回路在系统中仅仅对幅值起稳定作用，对于各次谐波的抑制完全靠输出L-C滤波器承担。理想情况下，L-C滤波器的截止频率可取在 $N\omega_0$ 附近，因为频率调制比 $N$ 一般取值较大，故L-C滤波器的参数可取比较小的值，但实际上为了抑制由死区带来的各次谐波，以保证输出电压的正弦度，L-C滤波器的截止频率只能取5倍左右的 $\omega_0$ ，增大了 $L$ 、 $C$ 参数，对于单相逆变器通常还要设置三次谐波陷波电路。本文的意图是在保持L-C滤波器的参数取较小的值的情况下，通过高通滤波器构造一个局部反馈回路，如图4所示，使局部反馈回路对基波的传递无影响，使3、5、7、...等次

谐波被抑制，为此设计高通滤波器的下限频率为  $2\omega_0$ ，特性如图 5 所示。

当  $\omega = \omega_0$  时，  $H_1(j\omega) \approx 0$ ，

$$\frac{U_o(j\omega)}{U_i(j\omega)} = \frac{KG_1(j\omega)}{1 + KG_1(j\omega)H_1(j\omega)} \approx KG_1(j\omega) \quad (4)$$

局部反馈环节，对输出电压基波成分无影响。

当  $\omega \geq 2\omega_0$  时，只要  $KG_1(j\omega)H_1(j\omega)$  的模足够大，即  $|KG_1(j\omega)H_1(j\omega)| \gg 1$ ，则有

$$\frac{U_o(jn\omega_0)}{U_n(jn\omega_0)} = \frac{G_1(jn\omega_0)}{1 + KG_1(jn\omega_0)H_1(jn\omega_0)} \approx \frac{1}{KH_1(jn\omega_0)} \quad (5)$$

可见只要  $KH_1(jn\omega_0)$  有足够大的值，则谐波分量可以得到有效抑制，而高通滤波器  $H_1(j\omega)$  设计容易，可以以较小的代价获得良好的控制效果。

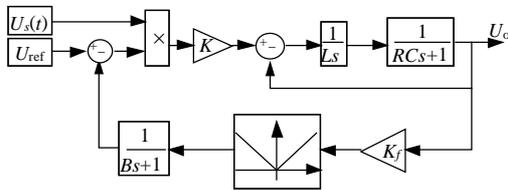


图 2 理想逆变器的方框图  
Fig. 2 Configuration of ideal inverter

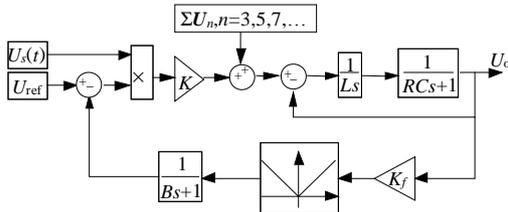


图 3 实际逆变器的方框  
Fig. 3 Configuration of realistic inverter

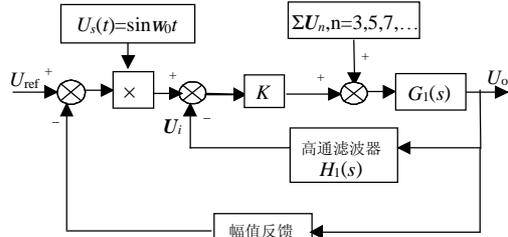


图 4 交流反馈控制的逆变器方框图  
Fig. 4 Configuration of alternative feedback control inverter

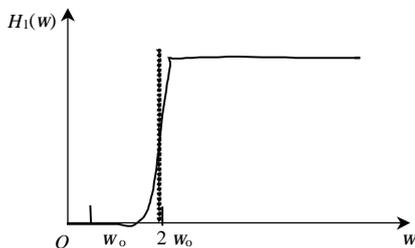


图 5 反馈滤波器的幅频特性  
Fig. 5 Amplitude-frequency characteristic of feedback filter

现分析局部反馈回路的稳定性问题，由图 4、5 得局部反馈回路结构图如图 6 所示。

图中高通滤波器  $H_1(j\omega)$  为二阶高通有源网络，其传递函数为

$$H_1(s) = \frac{k_1 k_2 k_3 s^2}{s^2 + (2 - k_1)Ts + T^2}$$

以  $U_1$  为输入的开环传递函数为

$$G_o(s) = G(s)H(s) = \frac{KR}{Ls(RCs + 1) + R} \cdot \frac{k_1 \cdot k_2 \cdot k_3 s^2}{s^2 + (2 - k_1)Ts + T^2} \quad (6)$$

经整理得

$$G_o(s) = \frac{K \cdot k_1 k_2 k_3}{LC}$$

$$\frac{s^2}{(s^2 + \frac{1}{RC}s + \frac{1}{LC})(s^2 - (2 - k_1)Ts + T^2)}$$

令  $s = j\omega$ ，并代入  $G_o(s)$ ，分别求出幅频特性  $|G_o(j\omega)|$  和相频特性  $F(\omega)$ 。

以 115V/400Hz 输出逆变器为例，其中  $K=30$ 、 $R=10\Omega$ 、取 L-C 滤波器的转折频率点为 3600Hz 左右，滤波电感电容取值分别为  $L=0.5\text{mH}$ 、 $C=4\mu\text{F}$ ，取  $T=2\omega_0=2 \times 2\pi \times 400\text{rad/s}$ 、为了使有源高通滤波器正常安全工作，取高频隔离取样变比  $k_2=10/115=0.087$ ，为使式(5)成立，取  $k_3=70$ 。当  $k_1 > 2$  时，开环传递函数  $G_o(j\omega)$  有 2 个实部为正的极点，其 Nyquist 曲线如图 7 所示，系统不稳定；当  $k_1 < 2$  时，不同负

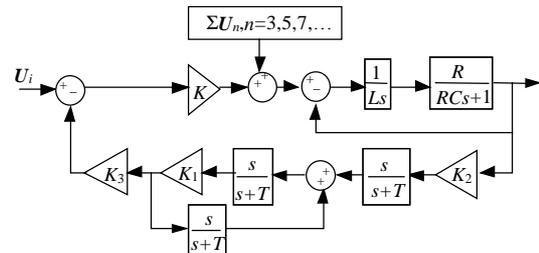


图 6 谐波抑制局部反馈控制方框图  
Fig. 6 harmonic feedback Control configuration

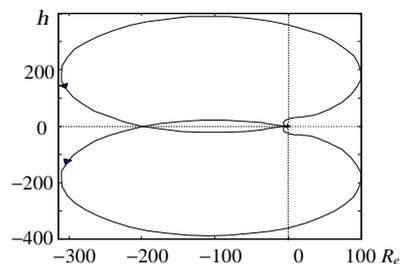


图 7  $k_1=2.2$ ， $R=10\Omega$  时的乃奎斯特图  
Fig. 7 When  $k_1=2.2$ ， $R=10\Omega$ ，Nyquist graph of system

载状况下的 Nyquist 曲线如图 8 所示, 可见在宽负载范围内系统保持稳定。

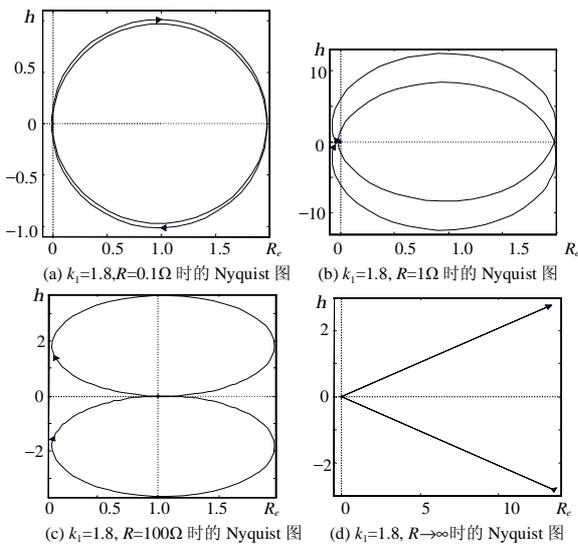


图 8  $k_1 < 2$  时的乃奎斯特图

Fig. 8 When  $k_1 < 2$ , Nyquist graph of feedback system

### 3 仿真及实验结果及分析

仿真时参数按上述乃奎斯特判据分析设定, 且 3, 5, 7, 11 次谐波的幅值分别取 15V, 9V, 5V, 2V 以取得极限效果, 如图 9 所示。图中上半部分为加入有源高通滤波反馈的输出波形, 下半部分是没有有源高通滤波反馈的输出波形。其中, 纵轴为幅度坐标, 横轴为时间坐标。从图中可以看出, 加入滤波反馈后的电压输出波形明显好于未加时的波形, 说明反馈滤波器在电路中起到了抑制低次谐波的作用。

图 10 为实验结果。比较图(a)和图(b)可见, 在增加了高通滤波反馈环节以后, 输出波形质量得到了明显改善, 比较图(c)和图(d)可见, 在增加了高通滤波反馈环节以后, 在非线性负载条件下, 输出波形仍然保持了高的正弦度, 而无高通滤波反馈环节时输出波形几乎是方波, 波形严重变形, 失真度大增。

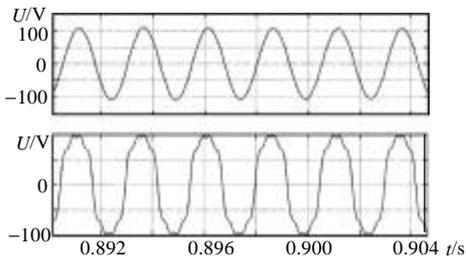


图 9 仿真效果图

Fig. 9 Result of simulation

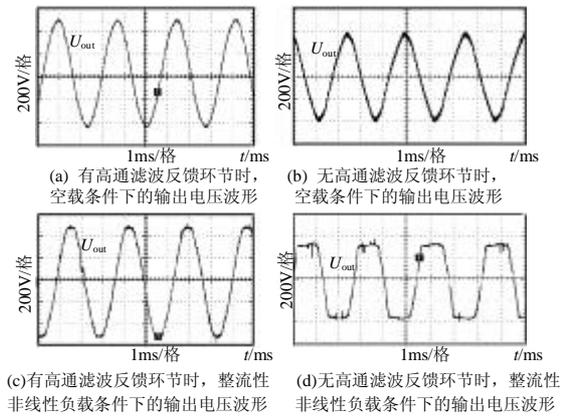


图 10 输出电压波形实验结果

Fig. 10 Experiment waveform of output voltage

### 4 结论

本文通过对 SPWM 逆变器的谐波分析、控制模型建立以及模型的乃奎斯特特性分析, 提出了一种能够提高平均值反馈逆变电源输出品质的逆变电源设计方法, 仿真和实验结果证明, 运用有源高通滤波器的局部负反馈实现的逆变电源系统具有良好的输出特性, 同时可以依照已经成熟的乃奎斯特稳定判据方便的调节各个参数。在实际中有较强的应用价值。

### 参考文献

- [1] 刘凤君. 正弦波逆变器[M]. 北京: 科学出版社, 2002.
- [2] 陈增禄, 毛慧丰, 周炳根, 等. SPWM 数字化自然采样法的理论与应用研究[J]. 中国电机工程学报, 2005, 25(1): 32-37.  
Chen Zenglu, Mao Huifeng, Zhuo Binggen, et al. A study on theory and application of digital natural sampling based SPWM[J]. Proceedings of the CSEE, 2005, 25(1): 32-37(in Chinese).
- [3] 许爱国, 谢少军. 电容电流瞬时值反馈控制逆变器的数字控制技术[J]. 中国电机工程学报, 2005, 25(1): 49-53.  
Xu Aiguo, Xie Shaojun. Study on digital control technique for inverters with instantaneous capacitor-current feedback[J]. Proceedings of the CSEE, 2005, 25(1): 49-53(in Chinese).
- [4] Toshimasa Haneyoshi. Waveform Compensation of PWM inverter with cyclic fluctuating loads[J]. IEEE Trans. On Power Electron., 1988, 24(2): 582-589.
- [5] Yeh S C, Tzou Y Y. Adaptive repetitive control of a PWM inverter for ac voltage regulation with low harmonic distortion[J]. PESC, IEEE, 1995, (1): 157-163.
- [6] 杨振, 周京华, 苏彦民. 一种基于电压瞬时值反馈的数字化逆变电源的研究[J]. 现代电子技术, 2003, (18): 37-39.  
Yang Zhen, Zhou Jinghua, Su Yanmin. Study on voltage feedback of digital modular inverter[J]. Modern electron technology, 2003, (18): 37-39(in Chinese).
- [7] 李剑, 康勇, 陈坚. 单相 SPWM 逆变器的死区效应分析与补偿策略[J]. 电气传动, 2003, 33(1): 12-17.

- Li Jian, Kang Yong, Chen Jian. Analysis and compensation strategy of dead-time effects for single-phase SPWM Inverters[J]. Electric Drive 2003, 33(1): 12-17(in Chinese).
- [8] 段善旭. 基于重复控制的 SPWM 逆变电源死区效应补偿技术[J]. 电工技术学报, 2004, 19(2): 52-63.
- Duan Shanxu. A compensation strategy for dead time effect of SPWM inverters based on repetitive control[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2004, 19(2): 52-63(in Chinese).
- [9] 孙雪娟, 王荆江, 彭力, 等. 基于内模原理的三相电压源逆变电源的波形控制[J]. 中国电机工程学报, 2003, 23(7): 67-70.
- Sun Xuejuan, Wang Jingjiang, Peng Li, et al. The control scheme of three phase voltage source inverter output waveform based on internal model theory [J]. Proceedings of the CSEE, 2003, 23(7): 67-70(in Chinese).
- [10] 郭为农, 陈坚. 基于状态观测器的逆变器数字双闭环控制技术研究 [J]. 中国电机工程学报, 2002, 22(9): 64-68.
- Guo Weinong, Chen Jian. Study on digital dual-loop control for inverters based on state observer[J]. Proceedings of the CSEE, 2002, 22(9): 64-68(in Chinese).
- [11] 林新春, 段善旭, 康勇. 基于下垂特性控制的无互连线并联 UPS 建模与稳定性分析[J]. 中国电机工程学报, 2004, 24(2): 33-38.
- Lin Xinchun, Duan Shanxu, Kang Yong. Modeling and stability analysis for parallel operation of UPS with no control interconnection basing on droop characteristic[J]. Proceedings of the CSEE, 2004, 24(2): 33-38(in Chinese).
- [12] Loh P C. Implementation and control of distributed PWM cascaded multilevel inverters with minimal harmonic distortion and common-mode voltage[J]. IEEE, Trans. On P. E. 2005, 20(1): 90-99.
- [13] 姜桂宾, 裴云庆, 杨旭, 等. 采用电容电流瞬时值反馈的 UPS 控制方法研究[J]. 电力电子技术. 2003, 37(6): 10-12, 36.
- Jiang Guibin, Pei Yunqing, Yang Xu, et al. Research on control strategy of UPS based on instantaneous capacitor current feedback [J]. Power Electronic, 2003, 37(6): 10-12, 36(in Chinese).
- [14] Cassiano Rech. A modified discrete control law for UPS application[J]. IEEE, Trans. On P. E., 2003, 18(5): 1138-1145.
- [15] Zaohong Yang, Paresh C. Sen. A novel switch mode DC-to-AC inverter with nonlinear robust control[J]. IEEE, Trans. On I. E., 1998, 45(4): 602-608.
- [16] Pou J. Effects of Imbalances and Nonlinear Loads on the Voltage Balance of a Neutral-Point-Clamped Inverter[J]. IEEE Trans. On P. E., 2005, 20(1): 123-131.

收稿日期: 2006-03-02.

作者简介:

蔡小勇(1962—), 男, 副教授, 研究领域为电力电子与电力传动系统, [idxydg@163.com](mailto:idxydg@163.com);

汪东兴(1977—), 男, 硕士研究生, 研究领域为控制理论在电力电子系统中的应用;

元迎川(1965—), 男, 教授, 研究领域为控制理论在电力电子系统中的应用;

鞠志忠(1964—), 男, 副教授, 研究领域为电力电子与电力传动系统;

文小乔(1981—), 男, 硕士研究生, 研究领域为控制理论在电力电子系统中的应用。

(编辑 王彦骏)